

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-059990

(43)Date of publication of application : 25.02.2000

(51)Int.Cl.

H02J 1/02
H02M 3/155
H02M 7/217

(21)Application number : 10-230541

(71)Applicant : HITACHI LTD
HITACHI ENG CO LTD

(22)Date of filing : 17.08.1998

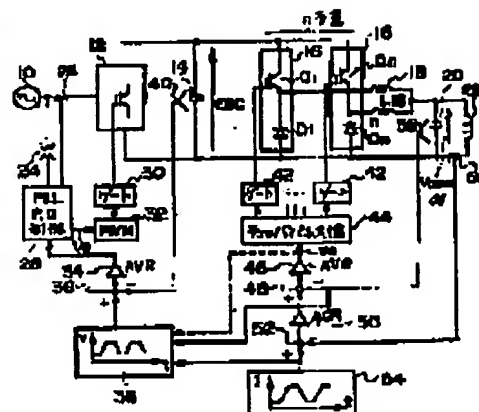
(72)Inventor : TORIYAMA MINORU
KUBO HIROSHI
YABUKI MASAOKI

(54) STABILIZED POWER SUPPLY DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To supply a DC output with low ripple to a load consistently.

SOLUTION: A switching control signal in accordance with a voltage command value outputted by a DC voltage variable control circuit 38 is supplied to a power rectifier 12 to convert an AC voltage into a DC voltage. A chopping control signal in accordance with a current command value is supplied to respective chopper converters 16 to chop the output voltage of the power rectifier 12. The chopped DC outputs are supplied to an electromagnet 22 through DC reactors 18 and a capacitor 20. At that time, the through factor of the chopping control signal which is generated by a chopping pulse width control circuit 44 is made to be constant regardless of the change of the current command value in accordance with an output current command circuit 54. The voltage command value outputted by the DC voltage variable control circuit 38 is corrected in accordance with the current command value and the detected voltage of a voltage sensor 56 to control the output voltage of the power rectifier 12 variably.



(19) 日本特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-59990

(P2000-59990A)

(43) 公開日 平成12年2月25日 (2000.2.25)

(51) Int. Cl.	識別記号	FI	キーワード (参考)
H02J	1/02	H02J 1/02	5G08G
H02M	3/155	H02M 3/155	W 5H008
	7/217	7/217	5H730

審査請求 未請求 請求項の数 9 OL (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平10-230541

(22) 出願日 平成10年8月17日 (1998.8.17)

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田錦町四丁目6番地

(71) 出願人 330023928

日立エンジニアリング株式会社

茨城県日立市幸町3丁目2番1号

(72) 発明者 島山 隆

茨城県日立市幸町三丁目2番1号 日立エ

ンジニアリング株式会社内

(74) 代理人 100080879

弁護士 藤田 辰之

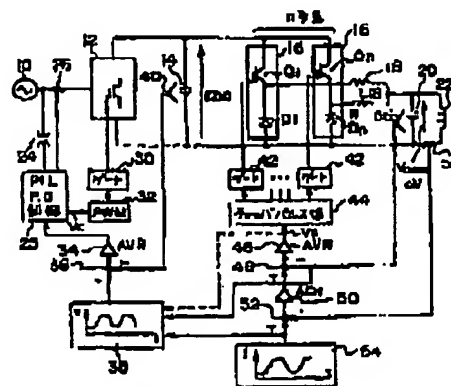
最良頁に読む

(54) 【発明の名称】 安定化電源装置

(57) 【要約】

【課題】 常に負荷に低リプルな直流出力を供給すること。

【解決手段】 直流電圧可変制御回路38の出力による電圧指令値に基づいたスイッチング制御信号を順変換器12に与えて交流を直流に変換し、電流指令値に基づいたチョッピング制御信号を各チョッパ変換器16に与えて順変換器12の出力電圧をチョッピングし、チョッピングされた直流出力を直流リアクトル18、コンデンサ22を介して電磁石22に供給する。このとき、出力電流指令回路54の出力による電流指令値の変化によらず、チョッパレス幅制御回路44の生成によるチョッピング制御信号の通流率を一定とし、電流指令値と電圧センサ56の検出電圧を基に直流電圧可変制御回路38の電圧指令値を補正して順変換器12の出力電圧を可変に制御する。



- 10 : 整流回路
- 12 : 直流電圧可変制御回路
- 14 : 直流電圧可変制御回路
- 16 : チョッピング制御回路
- 18 : 直流リアクトル
- 20 : 出力電圧可変制御回路
- 22 : 電圧センサ
- 24 : 電圧センサ
- 26 : 電圧センサ
- 28 : 電圧センサ
- 30 : 電圧センサ
- 32 : 電圧センサ
- 34 : 電圧センサ
- 36 : 電圧センサ
- 38 : 電圧センサ
- 40 : 電圧センサ
- 42 : 電圧センサ
- 44 : 電圧センサ
- 46 : 電圧センサ
- 48 : 電圧センサ
- 50 : 電圧センサ
- 52 : 電圧センサ
- 54 : 電圧センサ
- 56 : 電圧センサ
- 58 : 電圧センサ
- 60 : 電圧センサ
- 62 : 電圧センサ
- 64 : 電圧センサ

(2) 開2000-59990 (P2000-59990A)

【特許請求の範囲】

【請求項1】 スイッチング制御信号に応じて交流電力を直流電力に変換する順変換器と、この順変換器の出力電圧を規定するための電圧指令値を出力する電圧指令値出力手段と、前記電圧指令値と前記順変換器の出力電圧との偏差に基づいてスインティング制御信号を生成して前記順変換器に出力するスイッチング制御信号生成手段と、前記順変換器の出力を平滑化する第1の直流フィルタと、第1の直流フィルタの直流出力をチョッピング制御信号に応じてチョッピングするチョッパ変換器と、このチョッパ変換器の出力を平滑化して負荷に供給する第2の直流フィルタと、第2の直流フィルタの出力電流と第2の直流フィルタの出力電流を規定するための電流指令値との偏差に基づいて変調波信号を生成する変調波信号生成手段と、この変調波信号生成手段の生成による変調波信号と送達波信号との比0調整を基に第2の直流フィルタの出力リプルを最小にするための過渡率を求め、この過渡率に従ったチョッピング制御信号を生成して前記チョッパ変換器に出力するチョッピング制御信号生成手段と、前記変調波信号に基づいて前記電圧指令値を補正する電圧指令値補正手段とを備えてなる安定化電源装置。

【請求項2】 スイッチング制御信号に応じて交流電力を直流電力に変換する順変換器と、この順変換器の出力電圧を規定するための電圧指令値を出力する電圧指令値出力手段と、前記電圧指令値と前記順変換器の出力電圧との偏差に基づいてスインティング制御信号を生成して前記順変換器に出力するスイッチング制御信号生成手段と、前記順変換器の出力を平滑化する第1の直流フィルタと、第1の直流フィルタの直流出力をチョッピング制御信号に応じてチョッピングするチョッパ変換器と、このチョッパ変換器の出力を平滑化して負荷に供給する第2の直流フィルタと、第2の直流フィルタの出力電流と第2の直流フィルタの出力電流を規定するための電流指令値との偏差に基づいて変調波信号を生成する変調波信号生成手段と、この変調波信号生成手段の生成による変調波信号と送達波信号を基に第2の直流フィルタの出力リプルを最小にするための過渡率を求め、この過渡率に従ったチョッピング制御信号を生成して前記チョッパ変換器に出力するチョッピング制御信号生成手段と、前記電流指令値と前記第2の直流フィルタの出力電流または前記変調波信号に従って前記電圧指令値を補正する電圧指令値補正手段とを備えてなる安定化電源装置。

【請求項3】 前記チョッパ変換器と前記第2の直流フィルタとをそれぞれ複数有し、各チョッパ変換器は相互に並列接続されているとともに前記第1の直流フィルタにそれぞれ並列接続され、各第2の直流フィルタはそれぞれ各チョッパ変換器に接続されてなり、前記チョッピング制御信号生成手段は、各チョッパ変換器に対するチョッピング制御信号として位相の異なる信号を生成し

てなることを特徴とする請求項1または2記載の安定化電源装置。

【発明の詳明な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、安定化電源装置に係り、特に、系統電源に対しては高入力力率・低過調波の電源として用い、負荷に対しては高安定・低リプルの直流出力を発生する電源として用いるに好適な安定化電源装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、素粒子物理学、核物理学、放射線医学研究の奨励として磁場を生成した装置が行われており、これらの装置に用いられる磁場は種々の磁石に直流電流を流して生成されており、その直流電流の発生源として、磁石用直流電源装置（安定化電源装置）が使用されている。

【0003】磁石用電源装置には、磁場の安定化のために、直流出力電流の高安定化と低リプルが要求されているとともに、系統電源に対しても、高入力力率で低過調波の電源としての機能が要求されている。

【0004】これらの要求に対して、従来、磁石用電源装置として、サイリスタ方式の他励式変換装置が用いられている。この種の装置においては、低リプル化を図るために、日立評論「1981年6月 VOL. 63 NO. 6」に記載されているように、他励式変換装置の出力側に直流バッチフィルタを設け、この直流バッチフィルタの出力にリアクトルトランスを用いたアクティブフィルタを設けた回路が使用されている。

【0005】しかし、従来の他励式変換装置においては、交流電力を直流電力に変換した後の直流出力に生じる高周波成分が交流電源周波数を基本周波数とした低周波成分の整数倍となるため、それらのリプル成分を除去するための直流バッチフィルタ並びにアクティブフィルタ回路の共振周波数は低次となり、フィルタ共振倍率が大型となる。このため、必要とされる磁石用電源装置の出力リプル特性を満足させるためには大型の電解が必要となる。

【0006】さらに、アクティブフィルタにリアクトルトランスを用いた回路では、直流フィルタ装置の出力に直列トランジスタを設けたシリーズドロップ回路に比べて、発生損失、寸法、コストの面で優れた回路であるが、順変換器が他励式変換器となっているため、電源の入力力率が低くなったり、出力電流に低次の高調波が過剰に発生したりすることがある。すなわち、サイリスタなどの位相角制御素子を用いた他励式変換器で順変換器を構成し、サイリスタに対する位相角制御により直流出力電圧・出力電流を制御する方式を採用すると、位相角に比例して、低電圧・低電流領域（小負荷）において電源の入力力率が悪くなり、また電圧波形が方形波になるため、出力電流に低次の高調波が重畳し、系統電源側への高調

(3) 開2000-59990 (P2000-59990A)

波流出量も多くなる。

【0007】特に、加速部などの小電流から大電流を数秒周期で通電するパターン電流通電電源装置などに他励式変換器を用いた場合は、通電時の無効電力の変化が大きくなるとともに、電源系統ラインの電圧変動並びに電力料金の負担も大きくなり、電源装置の系統電源側に、力率改善用高周波同調フィルタ、アクティブフィルタなどの設備を設置すること余儀なくされる。

【0008】そこで、近年、大容量の高速スイッチング素子であるGTO (Gate Turn Off Thyristor)、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) などが開発されたことに伴って、サイリスタを用いた他励式変換器の代わりに、GTO、IGBTなどの高速スイッチング素子を用いた自励式変換器が用いられている。GTO、IGBTなどの高速スイッチング素子を用いて自励式変換器を構成した場合、高周波数のスイッチング動作が可能になるとともに、電源電圧位相と電源入力電流位相を同位相として、すなわち、常に、入力力率=1として変換器を運転を運転することが可能になるとともに、系統電源に対する力率を高くすることができるとともに、系統電源に乱調波が流出するのを抑制することができる。

【0009】自励式電力変換器を順変換器に使用した電磁石用安定化直流電源においては、安定な直流出力を得る回路方式として電流型と電圧型のいずれかの方式が採用されている。電圧型は電流型よりも制御が容易であり、順変換器の出力をチョッパ変換器でチョッピングすることで安定化直流出力を発生することができる。そしてチョッパ変換器のスイッチング素子としてGTO、IGBTなどの高速スイッチング素子を用いると、順変換器の出力をチョッピングするときのスイッチング周波数はサイリスタ変換器に比べて数100倍にすることが可能となり、出力リップル低減用のフィルタ機器を小型化することができるとともに、出力リップルを大幅に低減することができる。

【0010】このため、自励式電力変換器を順変換器に使用した電磁石用安定化直流電源においては、順変換器の出力をコンデンサ(直流フィルタ)を介してチョッパ変換器に取り込み、順変換器の出力をチョッパ変換器でチョッピングし、チョッパ変換器の出力を直流リアクトル、コンデンサを介して電磁石に供給する構成が採用されている。さらに、半導体スイッチング素子容量並びにスイッチング速度を等価的に上げ、かつ直流出力リップルを低減するために、チョッパ変換器を複数台(n台)設け、各チョッパ変換器を順変換器の出力側に並列接続し、多重並列接続されたチョッパ変換器をそれぞれ直流リアクトルを介してコンデンサに接続する構成が採用されている。この構成によれば、順変換器によって交流を直流に変換したときの直流電圧を一定のものとし、各チョッパ変換器の運転位相として、並列多重数nの間隔と

とに位相差を設け、この位相差に従って各チョッパ変換器のスイッチング動作を行なうことで、チョッパ変換器1台で制御した場合の出力リップルに対して、並列多重数の直流出力は並列多重数n分の1倍のリップルに低減することができる。また各チョッパ変換器間には直流リアクトルを設けているため、各チョッパ変換器間の電流をチョッパ最終出力電流の並列多重数n分の1の電流(平均電流)に一定に保つことができるので、各チョッパ変換器間の電流バランスも容易にとることができる。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】従来技術においては、順変換器の出力電圧を一定電圧に制御しているため、例えば、負荷によって各チョッパ変換器の出力電圧を連続的に可変にして出力すると、各チョッパ変換器のスイッチング素子の位相角を制御するための変調波(出力電流指令と各チョッパ変換器の出力電流との偏差に基づいて生成される信号)も連続して変化し、各チョッパ変換器のスイッチング素子のオンデューティが出力電圧に比例して変化する。この結果、チョッパ変換器の出力電圧に重畳するリップル電圧がピーク電圧で0~順変換器の出力電圧/nの間で繰り返して出力される。

【0012】このようなリップル電圧が発生したのでは、各チョッパ変換器の出力電圧をそのまま電磁石に供給することができず、高精度で低リップルな直流出力を得るために、チョッパ変換器を増やしたり、あるいはチョッパ変換器群の最終出力段に並列多重用リアクトルと直列共振回路を構成するパッシブフィルタ用コンデンサを追加したりすることが余儀なくされる。

【0013】本発明の目的は、負荷に常に低リップルな直流出力を供給することができる安定化電源装置を提供することにある。

【0014】

【課題を解決するための手段】前記目的を達成するために、本発明は、スイッチング制御信号に応答して交流電力を直流電力に変換する順変換器と、この順変換器の出力電圧を規定するための電圧指令値を出力する電圧指令値出力手段と、前記電圧指令値と前記順変換器の出力電圧との偏差に基づいてスイッチング制御信号を生成して前記順変換器に出力するスイッチング制御信号生成手段と、前記順変換器の出力を平滑化する第1の直流フィルタと、第1の直流フィルタの直流出力をチョッピング制御信号に反応してチョッピングするチョッパ変換器と、このチョッパ変換器の出力を平滑化して負荷に供給する第2の直流フィルタと、第2の直流フィルタの出力電流と第2の直流フィルタの出力電流を規定するための電流指令値との偏差に基づいて変調波信号を生成する変調波信号生成手段と、この変調波信号生成手段の生成による変調波信号と搬送波信号との比較結果を基に第2の直流フィルタの出力リップルを最小にするための通流率を求め、この通流率に従ったチョッピング制御信号を生成し

(4) 開2000-59990 (P2000-59990A)

て前記チョッパ変換器に出力するチョッピング制御信号生成手段と、前記変調波信号に基づいて前記電圧指令値を補正する電圧指令値補正手段とを備えてなる安定化電源装置を構成したものである。

【0015】前記安定化電源装置を構成するに際しては、電圧指令値補正手段を、電流指令値と第2の直流フィルタの出力電流および変調波信号にしたがって電圧指令値を補正する機能を有するもので構成することができる。

【0016】前記安定化電源装置を構成するに際しては、以下の要素を付加することができる。

【0017】前記チョッパ変換器と前記第2の直流フィルタをそれぞれ複数台有し、各チョッパ変換器は相互に並列接続されているとともに前記第1の直流フィルタにそれぞれ並列接続され、各第2の直流フィルタはそれぞれ各チョッパ変換器に接続されており、前記チョッピング制御信号生成手段は、各チョッパ変換器に対するチョッピング制御信号として位相の異なる信号を生成してなる。

【0018】前記した手段によれば、第2の直流フィルタの出力リップルを最小にするための過渡率（オンデューティ）にしたがったチョッピング制御信号によってチョッパ変換器を制御する過程で、負荷の状態によってチョッパ変換器の出力を変化させる必要が生じた場合、第2の直流フィルタの出力電流の変化によって変調波信号が変化しても、常に第2の直流フィルタの出力リップルを最小にするための過渡率にしたがったチョッピング制御信号を生成し、変調波信号の変動に応じて電圧指令値を補正して順変換器の出力電圧を変化させることで、チョッパ変換器の出力リップルを常に0にすることができ、負荷に対しては常に低リップルな直流出力を供給することができる。

【0019】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施形態を図面に基いて説明する。

【0020】図1は本発明の実施形態を示す安定化電源装置の全体構成図である。図1において、安定化電源装置は電磁石用直流電源装置として、自励式順変換器12、第1の直流フィルタ（コンデンサ）14、並列多重チョッパ変換器16、第2の直流フィルタを構成する直流リアクトル18と出力パッシブフィルタコンデンサ20を備えており、自励式順変換器12が交流電源（交流系統）10に接続され、フィルタコンデンサ20の両端が、負荷となる電磁石22に接続されている。チョッパ変換器16は複数台（ n 台）設けられており、各チョッパ変換器16が直流フィルタ14の両端に並列に接続され、 n 多数チョッパ変換装置として構成されている。各チョッパ変換器16はIGBTなどの高速スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_n$ 、フリーホイールダイオード $D_1 \sim D_n$ を備えており、各スイッチング素子とダイオードとの接

接点に直流リアクトル18が接続されている。自励式順変換器12もIGBTなどの高速スイッチング素子を備えており、順変換器12、各チョッパ変換器16の高速スイッチング素子を制御するために、順変換器12の制御系と各チョッパ変換器16の制御系が以下のように構成されている。

【0021】順変換器12の制御系は電圧センサ24、電流センサ26、PLL PQ制御回路28、IGBTゲート回路30、PWM制御回路32、自動電圧制御回路（AVR）34、加減算器36、直流電圧可変制御回路38、電圧センサ40を備えて構成されており、チョッパ変換器16の制御系として、複数のIGBTゲート回路42、チョッパパルス幅制御回路44、自動電圧制御回路（AVR）46、加減算器48、自動電流制御回路（ACR）50、加減算器52、出力電流指令回路54、電圧センサ56、電流センサ58を備えて構成されている。

【0022】直流電圧可変制御回路38は、順変換器12の出力電圧を規定するための電圧指令値を出力する電圧指令値出力手段として、パターン電圧を出力するとともに、自動電圧制御回路46の出力による変調波（変調波信号）VCまたは電圧センサ56の検出電圧と出力電流指令回路54の出力による電流指令値（パターン電流）にしたがって電圧指令値を補正する電圧指令値補正手段としての機能を備えて構成されており、パターン電圧を加減算器36に出力するようになっている。加減算器36はパターン電圧と電圧センサ40の検出電圧（順変換器12の出力電圧）との偏差に応じた信号を自動電圧制御回路34に出力するようになっている。自動電圧制御回路34は加減算器36からの偏差を零に抑制するための信号をPLL PQ制御回路28に出力するようになっている。PQ制御回路28には、電圧センサ24の検出による交流電圧（順変換器12に印加される交流電圧）、電流センサ26の検出による電流（順変換器12に供給される交流電流）が入力されており、PQ制御回路28は、自動電圧制御回路34からの信号、電圧センサ24の検出電圧、電流センサ26の検出電流を基に順変換器12に入力される電力のうち無効電力が0となるように、すなわち交流電源10に対する入力率が1となるような変調波信号を生成し、この変調波信号をPWM制御回路32に出力するようになっている。PWM制御回路32は変調波のレベルと三角波（搬送波）とを比較し、比較結果に応じた信号をIGBTゲート回路30に出力するようになっている。そしてIGBTゲート回路30からは順変換器12のIGBTをスイッチング制御するためのスイッチング制御信号が出力されるようになっている。すなわち、電圧センサ24、電流センサ26、PQ制御回路28、IGBTゲート回路30、PWM制御回路32、自動電圧制御回路34、加減算器36、電圧センサ40はスイッチング制御信号生成手段と

(5) 開2000-59990 (P2000-59990A)

して構成されている。

【0023】出力電流指令回路54は、第3の直流フィルタの出力電流、すなわち電磁石22に供給される出力電流を規定するための電流指令値として方形波状のパターン電流を加減算器52に出力する電流指令値生成手段として構成されている。加減算器52はパターン電流と電流センサ58の検出電流（電磁石22に流れる電流）との偏差に応じた信号を自動電流制御回路50に出力するようになっている。自動電流制御回路50は加減算器52からの信号を零に抑制するための電圧信号を加減算器48に出力するようになっている。加減算器48は、自動電流制御回路50の出力電圧と電圧センサ56の検出電圧（フィルタコンデンサ20両端の電圧）との偏差に応じた信号を自動電圧制御回路46に出力するようになっている。自動電圧制御回路46は加減算器48からの信号を零に抑制するための変調波（変調波信号）VCを出力するようになっている。すなわち、自動電圧制御回路46、加減算器48、自動電流制御回路50、加減算器50、電圧センサ56、電流センサ58は、第2の直流フィルタの出力電流と電流指令値（パターン電流）との偏差に基づいて変調波信号VCを生成する変調波信号生成手段として構成されており、変調波信号をチョップパルス幅制御回路44に出力するようになっている。

【0024】チョップパルス幅制御回路44は、図2に示すように、変調波信号VCと複数の三角波（搬送波信号） $TR11 \sim TR1n$ とそれぞれレベルを比較し、比較結果に応じた信号をチョッピング制御信号として各IGBTゲート回路42に順次出力するようになっている。そして各IGBTゲート回路42はチョップパルス幅制御回路44からの信号に順次応答して各チョップ変換器16のスイッチング素子Q1～Qnのゲートにチョ

$$\text{平均値 } Vo_{ave} = \text{出力電圧 } EDC \times \text{オンデューティ} \cdots (1)$$

となる。

【0025】ここで、オンデューティは、図2に示すように、三角波（搬送波）の周波数（スイッチング周波数）1サイクル（1周期）当たりのオン期間（オン時

$$\text{オンデューティ} = \text{IGBTのオン時間} / \text{搬送波1サイクル時間} = (1 + VC / K) / 2 \cdots (2)$$

となる。

【0027】一方、チョップ出力電圧に重畳するリップル電圧 ΔV はオンデューティの大きさに応じて変化する。例えば、出力電圧EDCを一定として、チョップ変換器16を1台用いたときには、オンデューティがある特定の値を示すときにリップル電圧 ΔV は0となる。また、チョップ変換器16をn個用いたときには、各チョップ変換器16に対応した搬送波（三角波）がそれぞれ交わる交点と変調波VCとが等しくなった点においてリップル電圧 ΔV は0ボルトを示す。すなわち、チョップ変換器16をn個並列接続したときには、n個のポイントにおいてリップル電圧 ΔV が0ボルトとなる。

ッピング制御信号を印加するようになっている。この場合、各三角波には一定の位相差が設定されており、変調波のレベルよりも三角波のレベルが低いときにスイッチング素子Q1～Qnがオンとなるオンデューティが設定されている。すなわち、チョップパルス幅制御回路44では、各スイッチング素子Q1～Qnのオンオフパルスの位相を設定するに際して、三角波1サイクルTをチョップ並列多重数n分の1に分割した位相 T/n ずつ個々のチョップ変換器間で位相をずらし、位相の異なる三角波と変調波信号との比較結果に応じたチョッピング制御信号を生成するようになっている。すなわち各IGBTゲート回路42、チョップパルス幅制御回路44はチョッピング制御信号生成手段を構成するようになっている。

【0025】上記構成において、直流電圧可変制御回路38からパターン電圧が出力され、出力電流指令回路54からパターン電流が出力されると、パターン電圧に基づいて順変換器12のスイッチング素子によるスイッチング動作が行われ、交流電源10からの交流電力が直流電力に変換される。このとき、順変換器12の出力電圧を直流フィルタ14を介してそのまま電磁石22に供給すると、電磁石22はし負荷であるため、パターン電流にしたがった電流を供給することができなくなる。このため、本実施形態では、順変換器12の出力電圧を各チョップ変換器16によってチョッピングし、チョッピングされた電圧を直流リアクトル18、フィルタコンデンサ20を介して電磁石22に印加することとしている。このとき、各チョップ変換器16の出力電圧（チョップ出力電圧）の平均値 Vo_{ave} は、次の（1）式で示されるように、

間）を示す通流率であり、搬送波の振幅をKとし、変調波の振幅をVCとすると、オンデューティは、次の（2）式で示されるように、

【0028】具体的には、チョップ変換器16をn個並列接続したときに、リップル電圧 ΔV が0ボルトを示すポイントとなる変調波の振幅VCの値は、搬送波である三角波の振幅を-K～Kとすると、次の（3）式で示されるように、

$$VC = K \times (-1 + 2 \times X / n) \cdots (3)$$

となる。

【0029】ここで、X：1……nまでの整数

n：チョップ変換器16の数

さらに、IGBTのオン期間の通流率を示すオンデューティは、（4）式で示すように、

$$\text{オンデューティ} = X / n \cdots (4)$$

(6) 開2000-59990 (P2000-59990A)

となる。

【0030】ここで、例えば、チョッパ変換器16を3台並列接続した場合、オンデューティが1/3、2/3、3/3の値を示すポイントでリプル電圧 ΔV が0ボルトを示すことになる。

【0031】したがって、本実施形態においては、

(4)式を満たす通流率にしたがってチョッピング制御信号を生成し、このチョッピング制御信号にしたがって各チョッパ変換器16のスイッチング素子Q1~Qnを制御し、チョッパ出力電圧に重畳するリプル電圧 ΔV を常に0ボルトにすることとしている。

【0032】一方、電磁石22にパターン電流にしたがった電流を供給する場合、出力電圧E DCを一定にした状態でパターン電流にしたがった電流を電磁石22に供給するようにすると、各チョッパ変換器16のスイッチング素子に対する通流率、すなわちオンデューティを変化させる必要が生じ、リプル電圧 ΔV を常に0ボルトにすることができなくなる。

【0033】そこで、本実施形態においては、各チョッパ変換器16のスイッチング素子に対するオンデューティを常に一定、すなわち(4)式を満足する一定値とし、かつチョッパ出力電圧として指定の出力電圧を得るために、すなわち(1)式を満足するように、電流指令値(パターン電流)と電圧センサ56の検出電圧または変調波信号に基づいて電圧指令値(パターン電圧)を補正し、補正された電圧指令値に基づいて順変換器12の出力電圧を制御することとしている。

【0034】本実施形態によれば、各チョッパ変換器のスイッチング素子に対するオンデューティを一定とし、順変換器12の出力電圧を可変に制御するようにしたため、チョッパ出力電圧に重畳するリプル電圧 ΔV を常に0ボルトにすることができ、電磁石22に常に低リプルで安定した電流を供給することができる。このため、電磁石22の作る磁場は極めて安定したものとなる。この結果、安定な磁場を用いて、高エネルギー物理実験、物性研究、超伝導材料試験、医学研究等の設備の電磁石電源に前記実施形態による安定化電源装置を用いた場合、各研究の進歩が期待され、その二次的効果を高めることができる。

【0035】前記実施形態においては、チョッパ変換器として出力電圧の極性が1方向の降圧チョッパを用いたものについて述べたが、出力電圧の極性が両極性の2象限チョッパを用いたチョッパ変換器にも本発明を適用することができる。

【0036】またオンデューティを設定するに際しては、全領域でリプル電圧を0ボルトにする必要がなく、一部の領域でのみリプル電圧を0にする場合でも、本発明を適用することができる。

【0037】また前記実施形態においては、リプル電圧 $\Delta V=0$ ボルトとなる制御ポイントのみで運転する場合について述べたが、チョッパ変換器の出力電流が少ないときに直流電圧を低い電圧に、出力電流の大きいときには直流電圧を高くする直流電圧可変制御を行なうことによっても、直流電圧一定制御時に比べてチョッパ出力電圧に重畳する電圧リプルを大幅に低減することができる。とともに、低電圧領域での電源発生ロスも直流電圧が下がった分だけ少なくなり、電源装置としての効率の改善を図ることができる。

【0038】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、第2の直流フィルタの出力リプルを最小にするための通流率を一定とした状態で、チョッパ変換器に対するチョッピング制御を実行し、電流指令値に基づいて電圧指令値を補正するようにしたため、負荷に常に低リプルな直流出力を供給することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態を示す装置の全体構成図である。

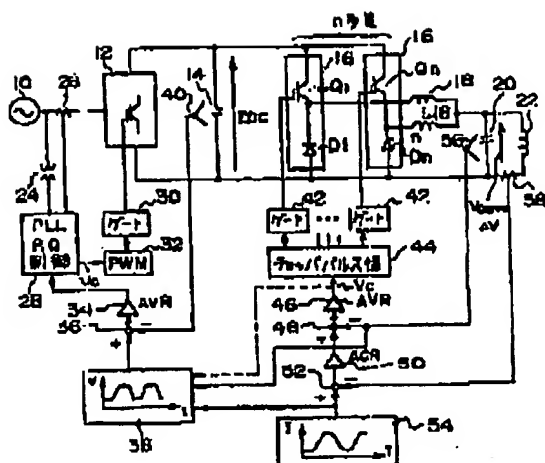
【図2】変調波と三角波との関係を説明するための図である。

【符号の説明】

- 10 交流電源
- 12 自動式順変換器
- 14 直流フィルタ
- 16 チョッパ変換器
- 18 直流フィルタ
- 20 出力バッシブフィルタコンデンサ
- 22 電磁石
- 24 電圧センサ
- 26 電流センサ
- 28 PQ制御回路
- 30 IGBTゲート回路
- 32 PWM制御回路
- 34 自動電圧制御回路
- 36 加減算器
- 38 直流電圧可変制御回路
- 40 電圧センサ
- 42 IGBTゲート回路
- 44 チョッパリプル制御回路
- 46 自動電圧制御回路
- 48 加減算器
- 50 自動電流制御回路
- 52 加減算器
- 54 出力電流指令回路
- 56 電圧センサ
- 58 電流センサ

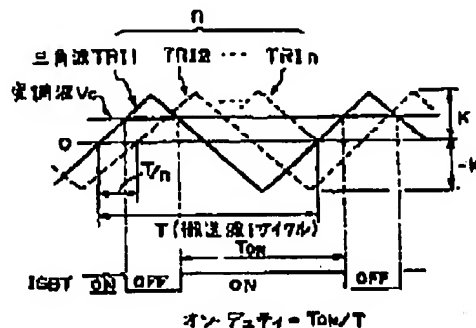
(7) 開2000-59990 (P2000-59990A)

【図1】



- 10: 交流電源
12: 整流回路
14: 平滑フィルタ
16: チョッパ回路
18: 逆起電力
20: 出力インダクタコンデンサ
22: 電圧
30: IGBTゲート回路
32: PWM発生回路
34: 電圧検出回路
36: IGBTゲート回路
38: チョッパ回路
40: 出力電圧検出回路

【図2】



フロントページの続き

(72)発明者 久保 宏
茨城県日立市幸町三丁目1番1号 株式会社
日立製作所日立工場内
(72)発明者 矢吹 正明
茨城県日立市幸町三丁目2番1号 日立エ
ンジニアリング株式会社内

Fターム(参考) 5G065 AA05 AA06 DA06 DA07 EA06
GA01 HA04 HA08 JA01 LA01
LA02 MA01 MA03 MA09 MA10
5H006 AA02 AA07 BB08 CA01 CA05
CA07 CA13 CB08 DA02 DA04
DB02 DC02 DC05
5H730 AA14 AA18 AS01 BB11 BB57
BB86 CC01 DD02 DD06 EE07
EE13 EE14 EE17 EE18 FD01
FD11 FD21 FD31 FD41 FD51
FG05 FG25